

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-273779

(43)Date of publication of application : 26.09.2003

(51)Int.Cl.

H04B 1/707
H04Q 7/38

(21)Application number : 2002-074319

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 18.03.2002

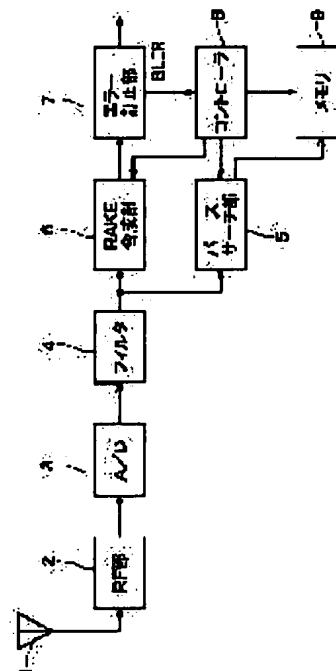
(72)Inventor : MITSUKI ATSUSHI
MUKAI MANABU

(54) RECEIVER FOR DIRECT SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To perform always stable receiving operation without deteriorating receiving characteristics to a variation in multiplexed transmission path in the path search method of a direct spread spectrum communication.

SOLUTION: This receiver is provided with: receiving means 1, 2 and 3 for receiving a direct spread spectrum signal; a filter 4 for removing noise component outside of a transmission band from the received direct spread spectrum signal; a path search part 5 for searching a path from the direct spread spectrum signal outputted from the filter; and a RAKE mixing part 6 for performing RAKE mixing. The path search part 5 obtains the correlation power value of each delay time with a spread code to generate the delay profile, detects a first path from this delay profile, removes an impulse response component on the basis of the transmission function of the filter 4 with the first pulse as reference from the delay profile, and thereafter decides a plurality of paths while performing processing of detecting a second path from the delay profile from which the impulse response component is removed.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 23.05.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3719997

[Date of registration] 16.09.2005

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-273779

(P2003-273779A)

(43) 公開日 平成15年9月26日 (2003.9.26)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード(参考)

H 0 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D 5 K 0 2 2

H 0 4 Q 7/38

H 0 4 B 7/26

1 0 9 N 5 K 0 6 7

審査請求 有 請求項の数 4 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2002-74319(P2002-74319)

(22) 出願日 平成14年3月18日 (2002.3.18)

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

東京都港区芝浦一丁目1番1号

(72) 発明者 三ツ木 淳

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 向井 学

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

(74) 代理人 100092820

弁理士 伊丹 勝

Fターム(参考) 5K022 EE02 EE32 EE35

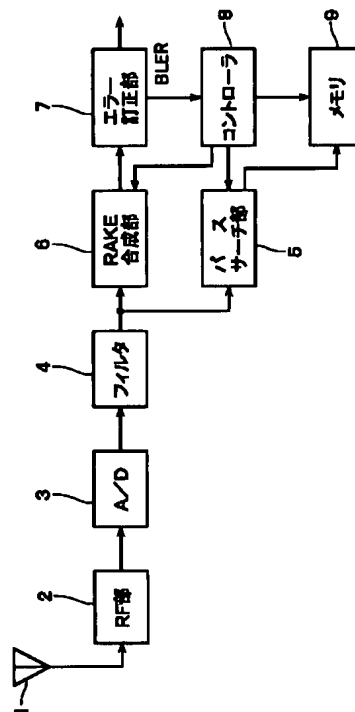
5K067 AA02 BB04 CC10 EE02 KK13

(54) 【発明の名称】 直接スペクトラム拡散通信の受信装置

(57) 【要約】

【課題】 直接スペクトラム拡散通信のパスサーチ方法において、多重伝送路の変動に対して、受信特性を劣化させることなく、常に安定した受信動作を可能にする。

【解決手段】 直接スペクトラム拡散信号を受信する受信手段1、2、3と、受信された直接スペクトラム拡散信号から伝送帯域外の雑音成分を除去するフィルタ4と、このフィルタから出力される直接スペクトラム拡散信号からパスをサーチするパスサーチ部5と、RAKE合成を行うRAKE合成部6とを備える。パスサーチ部5は、拡散符号との各遅延時間毎の相関電力値を求めて遅延プロファイルを生成し、この遅延プロファイルから第一のパスを検出し、遅延プロファイルから、第一のパスを基準とするフィルタ4の伝達関数に基づくインパルス応答成分を除去した後、インパルス応答成分が除去された遅延プロファイルから第二のパスを検出する処理を行いながら複数のパスを決定する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直接スペクトラム拡散信号を受信する受信手段と、

受信された直接スペクトラム拡散信号から伝送帯域外の雑音成分を除去するフィルタと、

このフィルタから出力される直接スペクトラム拡散信号と拡散符号との各遅延時間毎の相関電力値を求めて遅延プロファイルを生成し、この遅延プロファイルから第一のパスを検出し、前記遅延プロファイルから、前記第一のパスを基準とする前記フィルタの伝達関数に基づくインパルス応答成分を除去した後、前記インパルス応答成分が除去された遅延プロファイルから第二のパスを検出する処理を行いながら複数のパスを決定するパスサーチ手段と、

このパスサーチ手段で決定された複数のパスのそれぞれについて受信された直接スペクトラム拡散信号と拡散符号との相関電力値を算出し、算出された相関電力値を RAKE 合成する RAKE 合成手段とを備えたことを特徴とする直接スペクトラム拡散通信の受信装置。

【請求項 2】 前記 RAKE 合成した出力のブロック誤り率を検出するブロック誤り率検出手段を更に備え、前記パスサーチ手段は、前記検出されたブロック誤り率が所定値を下回る場合には、前記フィルタから出力される直接スペクトラム拡散信号と拡散符号との各遅延時間毎の相関電力値から求められた遅延プロファイルに基づいて前記複数のパスを決定し、検出されたブロック誤り率が所定値以上になったときには、前記生成された遅延プロファイルから第一のパスを検出し、前記遅延プロファイルから、前記第一のパスを基準とする前記フィルタの伝達関数に基づくインパルス応答成分を除去した後、前記インパルス応答成分が除去された遅延プロファイルから第二のパスを検出する処理を行いながら複数のパスを決定するものであることを特徴とする請求項 1 記載の直接スペクトラム拡散通信の受信装置。

【請求項 3】 直接スペクトラム拡散信号を受信する受信手段と、

受信された直接スペクトラム拡散信号から伝送帯域外の雑音成分を除去するフィルタと、

このフィルタから出力される直接スペクトラム拡散信号と拡散符号との各遅延時間毎の相関電力値を求めて遅延プロファイルを生成し、この遅延プロファイルから複数のパスを決定すると共に、決定された複数のパス間のパスサーチ手段と、

このパスサーチ手段で決定された複数のパスのそれぞれについて受信された直接スペクトラム拡散信号と拡散符号との相関電力値を算出し、算出された各パス間の相関値を算出し、算出された相関値が所定のしきい値よりも小さい場合には各パスを RAKE 合成し、前記算出された相関値が所定のしきい値以上である場合には、一方のパスのみ RAKE 合成する RAKE 合成手段とを備えた

ことを特徴とする直接スペクトラム拡散通信の受信装置。

【請求項 4】 前記 RAKE 合成した出力のブロック誤り率を検出するブロック誤り率検出手段を更に備え、前記 RAKE 合成手段は、前記検出されたブロック誤り率が所定値を下回る場合には、パスサーチ手段で決定された複数のパスのそれぞれについて受信された直接スペクトラム拡散信号と拡散符号との相関電力値を算出し、算出された相関電力値を RAKE 合成し、前記検出されたブロック誤り率が所定値以上になったときには、前記算出された各パスの時系列間の相関値を算出し、算出された相関値が所定のしきい値よりも小さい場合には各パスを RAKE 合成し、前記算出された相関値が所定のしきい値以上である場合には、一方のパスのみ RAKE 合成するものであることを特徴とする請求項 3 記載の直接スペクトラム拡散通信の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直接スペクトラム拡散通信方式を採用する携帯電話システムなどの受信装置に関し、特に移動無線システムにおけるマルチパスのフィンガ割り当てのためのパスサーチ方式に関する。

【0002】

【従来の技術】DS-CDMA (Direct Sequence-Code Division Multiple Access) 通信方式は、異なる拡散符号を用いて複数の受信機が同一の周波数で通信を行なう方式である。移動通信においては、基地局と受信機との間の建物や地形の影響によって多重波伝搬路（マルチパス）が形成される。多重波伝搬路では、各波が干渉し合い受信機における品質劣化の要因となるが、DS-CDMA 方式では、これらの多重波を分離し RAKE 合成することによって受信品質を向上させることができる。この多重波伝搬路から各パスを分離する過程がパスサーチである。パスサーチによって分離された各パスは、各 RAKE フィンガに割り当てられて各パスの波が抽出され合成されることになる。

【0003】受信装置では、パスを選択するとき、まず遅延プロファイルを作成する。一般に遅延プロファイルは、受信信号に含まれている既知の共通パイロット信号と拡散符号（スクランブルコード）との相関電力値を、遅延時間を少しずつずらして計算することによって生成される。受信装置には、遅延時間をずらして並列的にパスサーチを行うために使用する複数のパスサーチフィンガと、検出された複数のパスのそれぞれが割り当てられて、RAKE 合成に供される複数の RAKE フィンガとが備えられている。受信装置では周期的にパスサーチフィンガによって遅延プロファイルを生成し、その遅延プロファイルから RAKE フィンガの数だけのパスを選択し、これらパスのそれぞれを RAKE フィンガに割り当ててようにしている。このパスの選択方法としては、例

3

えば特開 2001-237739 に開示されているような、遅延プロファイルからまず極大点を検出した後、これら極大点から電力値の大きい順にパスを選択する方法等が知られている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】 移動通信においては、受信信号からオーバーシュート、リングング等の伝送帯域外の雑音成分を除去する目的で、例えばローloffフィルタ等が使用される。ローloffフィルタのインパルス応答は、例えば4倍オーバーサンプリングを行った場合、図12に示すような波形となる。これを電力値に換算すると、図13に示すような波形となる。つまり、最大電力を有するサンプリング点以外にも電力が漏れていることになる（最大サンプリング点から4サンプル毎に漏れ電力は0となる）。受信装置において遅延プロファイルを作成した場合に、遅延プロファイルの形状は、マルチパス数が1であれば、このインパルス応答と同様の波形となる。この遅延プロファイルからパスを選択するとき、特開 2001-237739 に開示された方式のように、単に極大点を選択すると、サンプル点0とサン

プル点±6の計3つのサンプル点が異なるパスとして選択される可能性がある。本来、サンプル点0のみを選択できれば良いのであるが、サンプル点±6も選択してしまった場合、これらのサンプル点はS/Nが低いため、RAKE合成すると受信特性を劣化させてしまうという問題がある。

【0005】

本発明は、このような点に鑑みなされたもので、フィルタのインパルス応答成分の影響を受けることなく、常に良好な受信特性を得ることができる直接スペクトラム拡散通信の受信装置を提供することを目的とする。

【0006】

【課題を解決するための手段】 上記課題を解決するため、本発明に係る第1の受信装置は、直接スペクトラム拡散信号を受信する受信手段と、受信された直接スペクトラム拡散信号から伝送帯域外の雑音成分を除去するフィルタと、このフィルタから出力される直接スペクトラム拡散信号と拡散符号との各遅延時間毎の相関電力値を求めて遅延プロファイルを生成し、この遅延プロファイルから第一のパスを検出し、前記遅延プロファイルから、前記第一のパスを基準とする前記フィルタの伝達関数に基づくインパルス応答成分を除去した後、前記インパルス応答成分が除去された遅延プロファイルから第二のパスを検出する処理を行いながら複数のパスを決定するパスサーチ手段と、このパスサーチ手段で決定された複数のパスのそれぞれについて受信された直接スペクトラム拡散信号と拡散符号との相関電力値を算出し、算出された相関電力値をRAKE合成するRAKE合成手段とを備えたことを特徴とする。

【0007】 本発明に係る第1の受信装置によれば、パ

4

スサーチ部で求められた遅延プロファイルから第一のパスを決定し、次に第一のパスを基準とするフィルタの伝達関数に基づくインパルス応答成分を除去した後、次のパスを決定することにより、複数のパスを決定するようにしているので、決定されたパスには、インパルス応答波形のサンプル点0のみを含み、インパルス応答成分は含まない。このため、受信特性の劣化を防止することができる。

【0008】 本発明に係る第2の受信装置は、直接スペクトラム拡散信号を受信する受信手段と、受信された直接スペクトラム拡散信号から伝送帯域外の雑音成分を除去するフィルタと、このフィルタから出力される直接スペクトラム拡散信号と拡散符号との各遅延時間毎の相関電力値を求めて遅延プロファイルを生成し、この遅延プロファイルから複数のパスを決定すると共に、決定された複数のパス間のパスサーチ手段と、このパスサーチ手段で決定された複数のパスのそれぞれについて受信された直接スペクトラム拡散信号と拡散符号との相関電力値を算出し、算出された各パス間の相関値を算出し、算出された相関値が所定のしきい値よりも小さい場合には各パスをRAKE合成し、前記算出された相関値が所定のしきい値以上である場合には、一方のパスのみRAKE合成するRAKE合成手段とを備えたことを特徴とする。

【0009】 本発明に係る第2の受信装置によれば、RAKE合成する際に、検出された各パス間の相関値を算出し、算出された相関値が所定のしきい値よりも小さい場合には、両パス間は、別々のパスであるとしてこれらをRAKE合成し、算出された相関値が所定のしきい値以上である場合には、両パスは、同一のパスで、フィルタのインパルス応答の影響により現れるサンプル点0とサンプル点±nとの関係にあるものとみなして、相関電力値の高い方のパスのみをRAKE合成するようにしているので、誤ったパスがRAKE合成されるのを防止することができる。これにより、受信特性の劣化を防止することができる。

【0010】 なお、これら受信装置において、RAKE合成した出力のブロック誤り率を検出するブロック誤り率検出手段を設け、上述した遅延プロファイルからのフィルタのインパルス応答成分の除去の処理、又はパス間の相関値に基づくRAKE合成パスの選択処理を、ブロック誤り率が所定のしきい値以上になったときのみ行うようにしても良い。このようにすることにより、処理の負担を軽減して消費電力を抑えることができる。

【0011】

【発明の実施の形態】 以下、図面を参照して、本発明の実施の形態について説明する。

（第1の実施形態） 図1は、本発明の第1の実施形態に係る直接スペクトラム拡散通信の受信装置の構成を示すブロック図である。図1に示すように、この受信装置

は、信号を受信するアンテナ 1 と、このアンテナ 1 を介して受信された直接スペクトラム拡散信号をベースバンド信号に変換する RF 部 2 と、この RF 部 2 の出力をアナログ信号からディジタル信号に変換する A/D 変換部 3 と、ディジタル信号に変換されたベースバンド信号の帯域を制限してリンギング、オーバーシュート等の伝送帯域外の雑音成分を除去するフィルタ 4 と、パスサーチのために受信信号に含まれる共通パイロット信号とスクランブルコードとを相関演算するパスサーチ部 5 と、検出された各パスでデータを復号して RAKE 合成を行なうための RAKE 合成部 6 と、RAKE 合成部 6 の出力にエラー訂正を施すエラー訂正部 7 と、パスサーチ及び決定制御、パスの割り当て、RAKE 受信制御等を実行するコントローラ 8 と、パス決定のための遅延プロファイル等を記憶するメモリ 9 とを備えて構成されている。

【0012】図 2 は、パスサーチ部 5 の具体的構成を示すブロック図である。パスサーチ部 5 は、 P_f 個のパスサーチフィンガ 10 を有する。各パスサーチフィンガ 10 には、受信信号とスクランブルコードとの相関演算を行う同期検波用の共通パイロット用相関器 11 と、この共通パイロット用相関器 11 に拡散符号としてのスクランブルコードを供給するスクランブルコード発生器 12 と、受信信号とスクランブルコードとの相関電力を測定する電力測定器 13 とが備えられている。また、パスサーチ部 5 には、 P_f 個の電力測定器 13 から出力される相関電力値と遅延時間とを遅延プロファイルとしてメモリ 15 に書き込むと共に遅延プロファイルからパスを決定する DSP (Digital Signal Processor) 14 と、DSP 14 により書き込まれる遅延プロファイルを記憶するメモリ 15 とが含まれている。なお、パスサーチを行なうためには、相関器 11 の代わりにマッチトフィルタを使用しても良い。

【0013】図 3 は、RAKE 合成部 6 の具体的構成を示すブロック図である。RAKE 合成部 6 は、 R_f 個の RAKE フィンガ 20 を有する。各 RAKE フィンガ 20 には、受信信号とスクランブルコードとの相関演算を行う同期検波用の共通パイロット用相関器 21 と、受信信号から各パスのデータを復調するためのデータ用相関器 22 と、これら相関器 21, 22 に共通の拡散符号であるスクランブルコードを供給するスクランブルコード発生器 23 と、データ用相関器 22 に個別の拡散符号であるチャネライジングコードを供給するチャネライジングコード発生器 24 とが備えられている。また、各 RAKE フィンガ 20 には、共通パイロット用相関器 21 からの相関値に基づいて電力値を測定し伝送路応答を推定するための電力測定器 25 が備えられている。RAKE 合成部 6 には、また、推定された伝送路応答とデータ用相関器 22 からの相関値とを複素乗算して復調データを生成し、この復調されたデータに対し、各 RAKE フィンガ 20 に割り当てられたパスに相当する遅延時間を補

償して全ての RAKE フィンガ 20 のデータタイミングを合わせて同相合成するための DSP 25 と、この DSP 25 の処理に必要なデータを記憶するメモリ 26 とが備えられている。

【0014】次に、このように構成された受信装置の動作について説明する。図 4 は、受信信号の構成を模式的に示す図である。受信信号には、ユーザ毎に異なるチャネライジングコードで拡散されたデータ DATA 1, 2, 3, …と、既知信号である共通パイロット信号とが多重されている。また、各基地局は、基地局毎に異なるスクランブルコードを使用して送信信号を生成する。

【0015】この受信装置において、パスサーチ部 5 と RAKE 合成部 6 とは独立に動作する。パスサーチ部 4 は、コントローラ 8 からの命令でスクランブルコード発生器 12 の位相を設定し、受信信号に含まれる共通パイロット信号との相関値を共通パイロット用相関器 11 で計算する。その相関値から電力測定器 13 で相関電力値を測定する。電力測定器 13 は、共通パイロット信号の相関結果を複数シンボルにわたってベクトル平均化することで、DSP やシフトレジスタ、加算器及び乗算器等で構成することができる。

【0016】DSP 14 は、各パスサーチフィンガ 10 で計算された相関電力値をメモリ 15 に書き込む。メモリ 15 に書き込む内容は、各パスの遅延時間毎の相関電力値である。これをここでは、現在の「瞬時遅延プロファイル」と呼ぶ。例えば、図 5 に示すように、複数のパスサーチフィンガ 10 は、相関演算の開始タイミングを遅延時間軸 τ 方向に少しずつずらして共通パイロット信号の相関電力値を並列に算出する。受信信号にパス P_1, P_2, P_3 が含まれている場合、時刻 t_{n-1} と時刻 t_n で得られた瞬時遅延プロファイルには、それぞれパス P_1, P_2, P_3 の先頭位置に対応する遅延時間で、ピークの相関電力値が得られる。

【0017】一方、RAKE 合成部 6 では、コントローラ 8 からの命令で、各 RAKE フィンガ 20 に各パスが割り当てられ、チャネライジングコード発生器 24 及びスクランブルコード発生器 23 がそれぞれスクランブルコード及びチャネライゼーションコードの位相をセットし、受信データの逆拡散処理を実行する。それと同時に DSP 26 で伝送路応答推定を行ない、その結果をデータに適用する。また、DSP 26 は、伝送路応答推定用のフィンガからの相関値情報を使用して電力値を測定し、メモリ 27 に書き込む。メモリ 27 に書き込む内容は、各フィンガ 20 に割り当てられているパスの遅延時間と相関電力値である。

【0018】次に、本実施形態に係る受信装置を使用した第 1 の実施形態に係るパスサーチ方法について説明する。図 6 は本実施形態に係るパスサーチのフローチャート、図 7 は同パスサーチのタイミングチャートである。いま、パスサーチを行なう周期を 50 ms とする。コン

7

トローラ 8 は 50 ms 毎にパスサーチ部 5 へサーチ命令を出力し、図 6 の処理をスタートさせる。このとき、メモリ 9 には、過去に算出された遅延プロファイル（これをこれから作成しようとしている「瞬時遅延プロファイル」と区別するため、「累積的遅延プロファイル」と呼ぶ。）が記憶されており、コントローラ 8 は、メモリ 9 に記憶されている累積的遅延プロファイルの各相関電力値に係数 $(1 - \alpha)$ （但し、 $0 < \alpha < 1$ ）を乗算してメモリ 9 の内容を更新する（S11）。

【0019】次に、パスサーチ部 5 で瞬時遅延プロファイルが生成される（S12）。即ち、コントローラ 8 からのサーチ命令に基づき、パスサーチ部 5 は各遅延時間毎の相関電力値を測定する。DSP 14 は、その結果をメモリ 15 に書き込んでいく。遅延プロファイルを生成するパスサーチ窓幅分の相関電力値の計算が終了したら、メモリ 15 への書き込みを終了する。つまり DSP 14 は、これら窓幅内の電力値と各電力値に対応する遅延時間情報とをメモリ 15 に格納する。図 8（a）にメモリ 15 に格納された各サンプルが示されている。

【0020】次に、DSP 14 は、図 8（a）に示す、記憶されたサンプルのうち最大電力値を有するサンプル P1 とその遅延時間 T1 とをサーチし、これを第 1 パスとして選択する。次に、第 1 パスとして選択したサンプル点近傍に対応する電力値から、使用しているフィルタ 4 の特性（例えばローパスフィルタの特性）に合わせた電力値を引き算する。即ち、図 8（b）に示すように、最大値 P1 を有するサンプル点の遅延時間を T1 としたとき、 $T1 \pm 1$ のサンプル点に対して $(P1 * C1)$ を、 $T1 \pm 2$ のサンプル点に対して $(P1 * C2)$ を、 $T1 \pm 3$ のサンプル点に対して $(P1 * C3)$ を、 $T1 \pm 5$ のサンプル点に対して $(P1 * C5)$ を、 $T1 \pm 6$ のサンプル点に対して $(P1 * C6)$ を、 $T1 \pm 7$ のサンプル点に対して $(P1 * C7)$ をそれぞれ引き算する。ただし C_i は、フィルタ 4 のインパルスレスポンス応答波形の形状に合わせた係数であり、 $0 < C_i < 1$ である。この操作を行った後の各遅延時間に対する相関電力値は、図 8（c）に示すような形になる。そして、DSP 14 は、次に大きなサンプル P2 とその遅延時間 T2 に対して、上記と同様の操作を繰り返して、例えば 10 パスを選択し、これをメモリ 15 に書き込む（S13）。

【0021】コントローラ 8 は、これら 10 パス分の相関電力値と遅延時間とを順次取り込んでメモリ 9 へ書きこむ。その際、瞬時遅延プロファイルの各相関電力値には係数 α を乗算しておく（S14）。そして、メモリ 9 内に書き込まれている累積的遅延プロファイル（係数 $(1 - \alpha)$ が乗算されたもの）と瞬時遅延プロファイル（係数 α が乗算されたもの）とを、遅延時間毎に足し算し（S15）、その結果を新たな累積的遅延プロファイルとしてメモリ 9 に書きこむ（S16）。ただし、こ

8

での足し算は、同じ遅延時間をもつパス同士の足し算である。このように更新された情報から閾値を満足するパスで、かつ RAKE フィンガ数 R_f 以下のパスを選択する（S17, 18, 19）。ここでいう閾値を満足するパスとは、例えば、最大電力を有するパスの相関電力ピーク値から TH1 [dB] 以内に含まれる電力ピークを持つパス、又は TH2 [dB] 以上の相関電力値を有するパスを意味する。

【0022】本実施形態によれば、遅延プロファイルからパスを決定していく過程で、1 パス毎にフィルタのインパルス応答成分による影響を除去していくことができるので、パス検出精度の向上を図ることができる。なお、ここで α は、通信の安定度を確保するためには、 $0 < \alpha < 0.5$ に設定することが望ましい。

【0023】ところで、上述したパスサーチのステップ S13 におけるフィルタのインパルス応答成分の除去は、受信品質が低下したときのみ実施するようにしても良い。この場合の判断基準としては、ビット誤り率（BER）やブロック誤り率（BLER）等を用いることができる。BLER を用いる場合、図 1 に示すエラー訂正部 7 のエラー訂正処理で求められた BLER をコントローラ 8 が監視し、BLER が所定のしきい値（例えば 1%）を超えたら、ステップ S13 におけるフィルタのインパルス応答成分の除去処理を実行する。このような処理を行うことにより、受信状況が良好なときの電力消費量を抑えることができる。

【0024】（第 2 の実施形態）次に、本発明の第 2 の実施形態に係る直接スペクトラム拡散通信の受信装置について説明する。図 9 は、本発明の第 2 の実施形態に係る受信装置におけるパスサーチのフローチャート、図 10 は同パスサーチのタイミングチャートである。この実施形態では、メモリ 9 が 3 つの記憶領域（メモリ 1、メモリ 2、メモリ 3）に論理的に分割されている。図 9 のステップ S11～S16 までのパスサーチ部 5 での動作は、基本的に第 1 の実施形態と同じであるため、重複する部分の説明は割愛する。累積的遅延プロファイルは、メモリ 1 に記憶される。本実施形態では、パスサーチ部 5 での累積的遅延プロファイルの生成及び更新と並行して、RAKE 合成部 6 で各パスの相関電力値が算出される。図 10 は、その計算タイミングを示している。DSP 26 は、例えば 50 ms 間隔でのパスサーチと並行して、例えば 10 ms 毎に、伝送路応答を推定する電力測定器 25 からの平均相関電力値をメモリ 2 に書きこむ。そして、10 ms 経過したら、DSP 26 は、メモリ 2 に書き込まれていた相関電力値（以後、これは「累積的相関電力値」となる）に係数 $(1 - \beta)$ （但し $0 \leq \beta \leq 1$ ）を乗算してメモリ 2 の内容を更新する（S21）。一方、DSP 26 は RAKE 合成部 6 に現在割り当てられているパスに対する相関電力値（これを「瞬時相関電力値」と呼ぶ）を計算させ（S22）、得られた瞬時相

関電力値に係数 β を乗算する(S23)。そして、メモリ2内に書きこまれている累積的相関電力値(係数 $(1-\beta)$ が乗算されたもの)と瞬時相関電力値(係数 β が乗算されたもの)とを同じ遅延時間のパス同士で足し算し(S24)、その結果を新たな相関電力値としてメモリ2の内容を更新する(S25)。

【0025】つまり、図10に示すように、メモリ1は50ms毎に更新され、メモリ2は10ms毎に更新される。RAKEフィンガ20への割り当て変更もメモリ1のアップデートと同期して50ms毎に行なう。即ち、メモリ1とメモリ2の両相関電力値を足し合わせた結果を新たな累積的遅延プロファイルとしてメモリ3に書き込む(S26)。ただし、メモリ1とメモリ2の足し算は、同じ遅延時間をもつパス同士で行う。そして、このように生成されたメモリ3内の累積的遅延プロファイルから閾値を満足するパスで、かつRAKEフィンガ数 R_f 以下のパスを選択する(S16, S17, S18)。ここでいう閾値を満足するパスとは、例えば、最大電力を有するパスの相関電力ピーク値から $TH1[dB]$ 以内に含まれる電力ピークを持つパス、又は $TH2[dB]$ 以上の相関電力値を有するパスを意味する。

【0026】この第2の実施形態によれば、パスサーチ周期よりも頻繁に計算されるRAKE合成部6での各パスの相関電力値を用いて累積的遅延プロファイルを生成するようにしているので、実際の通信状態をより反映したパスサーチが可能になる。なお、より安定した受信動作を実現するためには、 β は、 $0.5 < \beta \leq 1$ であることが望ましい。

【0027】(第3の実施形態)次に本発明の第3の実施形態に係るパスサーチ方法について説明する。この実施形態では、パスサーチ部5におけるフィルタのインパルス応答成分の除去によるパスサーチ処理の代わりに、又はそれと併用して、RAKE合成部6で算出された各パス間の相関値を算出し、算出された相関値が所定のしきい値よりも小さい場合には各パスをRAKE合成し、算出された相関値が所定のしきい値以上である場合には、一方のパスのみRAKE合成するようにしている。即ち、パスサーチ部5で異なるパスとして検出された2つのパスが、実際は同一のパスである場合、両パスの信号間の相関値は高くなる。これに対し、2つのパスが異なるパスの場合、両パスの信号間の相関値は低くなる。本実施形態では、この点に着目している。

【0028】図11は、第3の実施形態に係る受信装置

$$\begin{aligned} D_{12} &= \Sigma \{ (|R_1(t)| - A_1) (|R_2(t)| - A_2) \} / N \\ D_{13} &= \Sigma \{ (|R_1(t)| - A_1) (|R_3(t)| - A_3) \} / N \\ D_{23} &= \Sigma \{ (|R_2(t)| - A_2) (|R_3(t)| - A_3) \} / N \end{aligned}$$

【0036】これより、パス i とパス j との相関値 C_{ij} は、数4のようになる。

【0037】

【数4】

によるRAKE合成のフローチャートである。いまパスサーチ部5から指定されたパスが3パス(遅延時間はそれぞれ T_1, T_2, T_3)とする。RAKE合成部6のDSP26は、各パスの共通パイロット用相関器21からの出力信号 $R_1(t), R_2(t), R_3(t)$ をメモリ27に保存しておき(S31)、各パス間の相関値 C_{12}, C_{13}, C_{23} を計算する(S32)。相関値 C_{ij} が、所定のしきい値よりも小さい場合には(S33)、各パス間に相関がないとみなしてRAKE合成する(S34)。一方、相関値 C_{ij} が所定のしきい値以上である場合には(S33)、パス間に相関があるとして片方のパスのみを選択して(S35)、RAKE合成する(S34)。例えば相関値 C_{12} がしきい値以上であり、相関値 C_{13} と相関値 C_{23} がしきい値よりも小さい場合には、パス1とパス2のそれぞれの電力値を比較して大きい方のパスと、パス3とをRAKE合成することになる。

【0029】次に、相関値 C_{ij} の計算方法としきい値の具体例について説明する。相関値 C_{ij} は、 -1 から 1 の範囲の数値なので、上述した所定のしきい値 TH としては、例えば、 $0 < TH < 1$ の範囲の数値を選択する。

【0030】(相関値計算方法1)パス1、パス2及びパス3の平均振幅をそれぞれ A_1, A_2, A_3 とする、

【0031】

【数1】

$$\begin{aligned} A_1 &= \{ \Sigma |R_1(t)| \} / N \\ A_2 &= \{ \Sigma |R_2(t)| \} / N \\ A_3 &= \{ \Sigma |R_3(t)| \} / N \end{aligned}$$

【0032】と表すことができる。但し、 $t=1, 2, \dots, N$ である。パス1、パス2、パス3の分散 B_1, B_2, B_3 は、数2のようになる。

【0033】

【数2】

$$\begin{aligned} B_1 &= \Sigma \{ |R_1(t)| - A_1 \}^2 / N \\ B_2 &= \Sigma \{ |R_2(t)| - A_2 \}^2 / N \\ B_3 &= \Sigma \{ |R_3(t)| - A_3 \}^2 / N \end{aligned}$$

【0034】更にパス i とパス j との間の共分散 D_{ij} は、数3のようになる。

【0035】

【数3】

$$\begin{aligned} C_{12} &= D_{12} / \sqrt{(B_1 \times B_2)} \\ C_{13} &= D_{13} / \sqrt{(B_1 \times B_3)} \\ C_{23} &= D_{23} / \sqrt{(B_2 \times B_3)} \end{aligned}$$

【0038】このとき、例えば $C_{ij} > 0.5$ であれば

相関有りと判定し、片方のパス（平均電力の小さい方のパス）のみ切り離す。

【0039】（相関値計算方法2）パス1、パス2、及びパス3の平均電力をそれぞれP1、P2、P3とすると、P1、P2、P3は、それぞれ数5のように表される。

【0040】

【数5】

$$P1 = \{ \Sigma | R1(t) |^2 \} / N$$

$$P2 = \{ \Sigma | R2(t) |^2 \} / N$$

$$P3 = \{ \Sigma | R3(t) |^2 \} / N$$

【0041】ここで、共通パイロット用相関器21の出力信号R1、R2、R3を、

【0042】

【数6】

$$r1(t) = R1(t) / \sqrt{P1}$$

$$r2(t) = R2(t) / \sqrt{P2}$$

$$r3(t) = R3(t) / \sqrt{P3}$$

【0043】のように正規化して、パスiとパスjとの相関値Cijを次のように計算する。

【0044】

【数7】

$$C12 = \Sigma \{ r1(t) \times r2(t) * \} / N$$

$$C13 = \Sigma \{ r1(t) \times r3(t) * \} / N$$

$$C23 = \Sigma \{ r2(t) \times r3(t) * \} / N$$

【0045】ただし、*は共役の複素数である。このとき、例えばCij > 0.5であれば相関有りと判定し、片方のパス（平均電力の小さい方のパス）のみ切り離す。

【0046】この実施形態においても、フィルタのインパルス応答成分によるパスを誤ってRAKE合成してしまうのを効果的に防止することができる。なお、この実施形態においても、コントローラ8がエラー訂正部7からのBLERを監視し、BLERが所定のしきい値、例えば1%を超えたら、パス間の相関値を計算するようにすることにより、消費電力を削減することができる。

【0047】

【発明の効果】以上、詳述したように、本発明によれば、直接スペクトラム拡散通信方式において、RAKEフィンガに割り当てるパスの検出精度またはRAKE合成の精度を向上させることができるため、受信特性を向上させることができるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1の実施形態に係る直接スペクトラム拡散通信の受信装置の構成を示すブロック図である。

【図2】 同受信装置におけるパスサーチ部のブロック図である。

【図3】 同受信装置におけるRAKE合成部のブロック図である。

【図4】 同受信装置に受信される受信信号の構成を示す図である。

10 【図5】 同受信信号からパスサーチによって求められる遅延プロファイルを示す図である。

【図6】 第1の実施形態によるパスサーチの手順を示すフローチャートである。

【図7】 同パスサーチのタイミングチャートである。

【図8】 同パスサーチにおけるインパルス応答成分の除去処理を説明するための図である。

【図9】 第2の実施形態によるパスサーチの手順を示すフローチャートである。

20 【図10】 同パスサーチのタイミングチャートである。

【図11】 第3の実施形態によるパスサーチの手順を示すフローチャートである。

【図12】 フィルタのインパルス応答波形を示すグラフである。

【図13】 フィルタのインパルス応答の電力波形を示すグラフである。

【符号の説明】

1…アンテナ

2…R/F部

30 3…A/D変換器

4…フィルタ

5…パスサーチ部

6…RAKE受信機

7…エラー訂正部

8…コントローラ

9…メモリ

10…パスサーチフィンガ

11, 21…共通パイロット用相関器

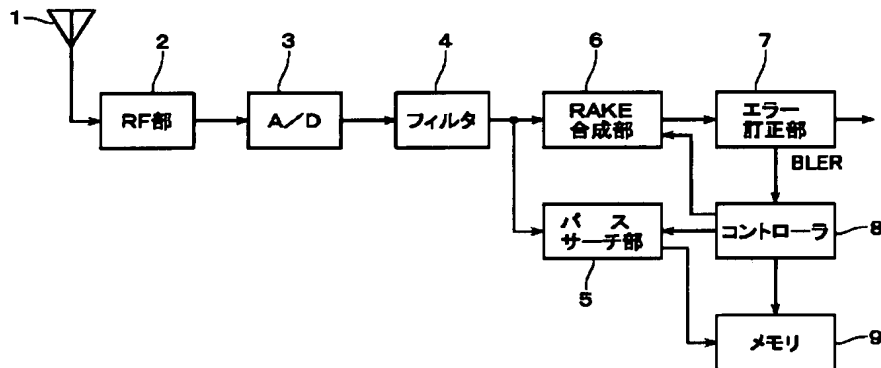
12, 23…スクランブルコード発生器

40 13, 25…電力測定器

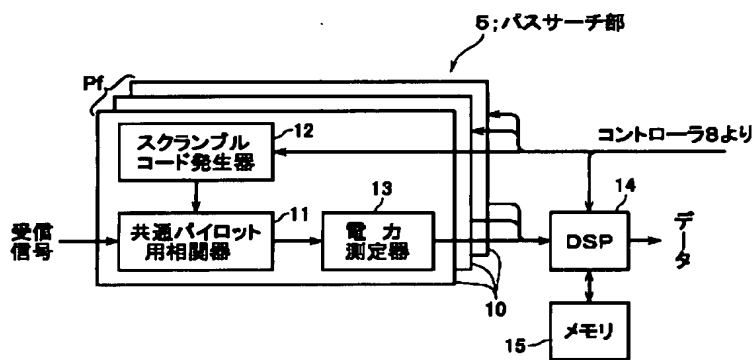
14, 26…DSP

15, 27…メモリ

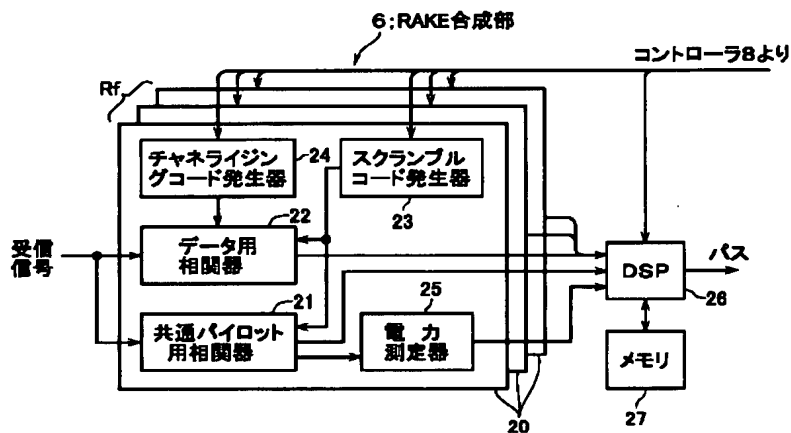
【図1】



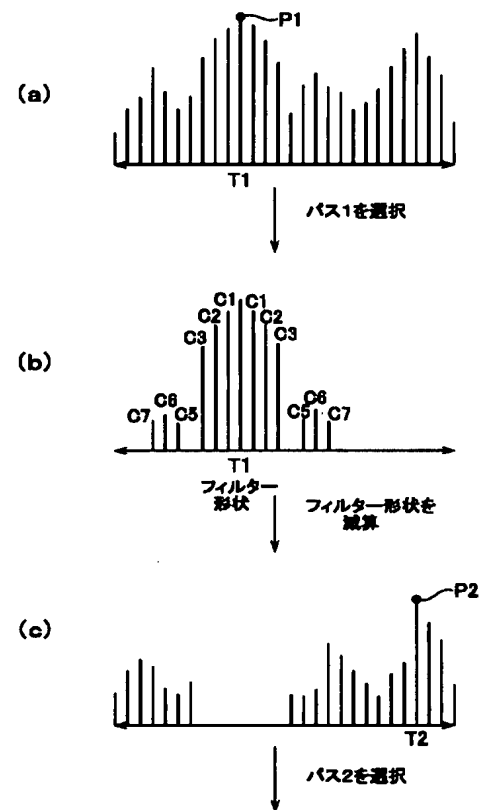
【図2】



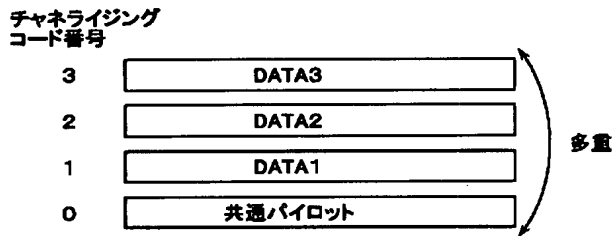
【図3】



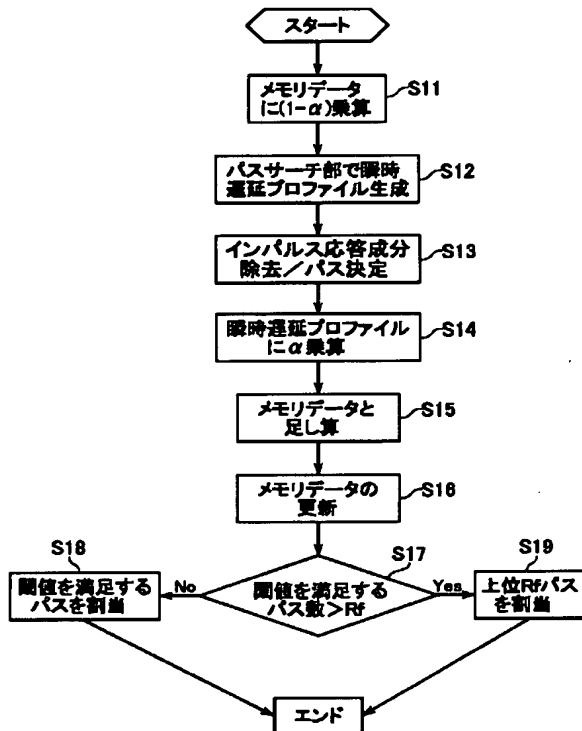
【図8】



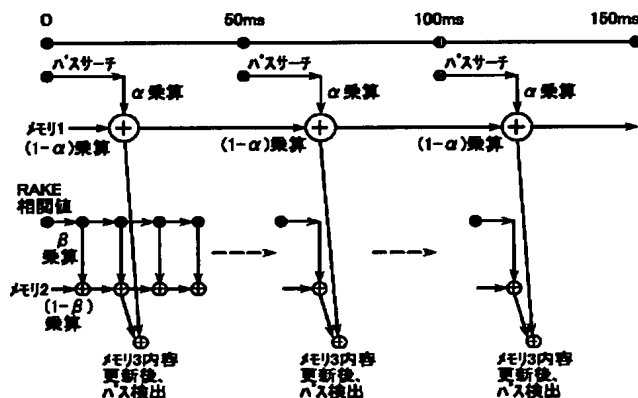
【図 4】



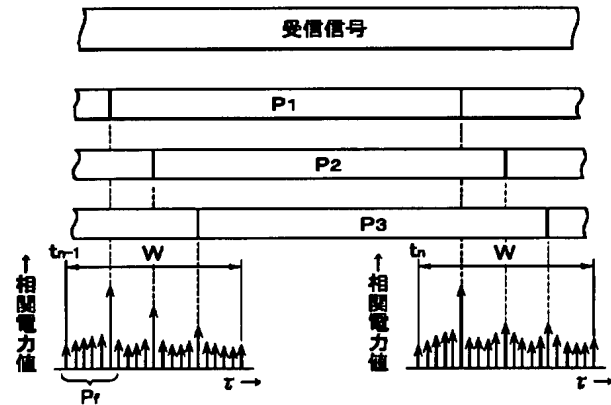
【図 6】



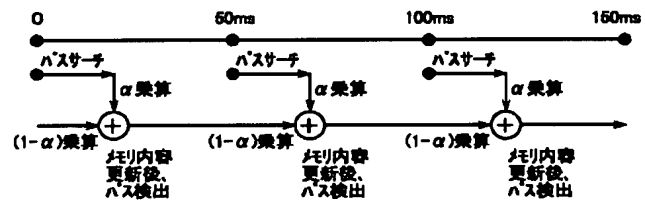
【図 10】



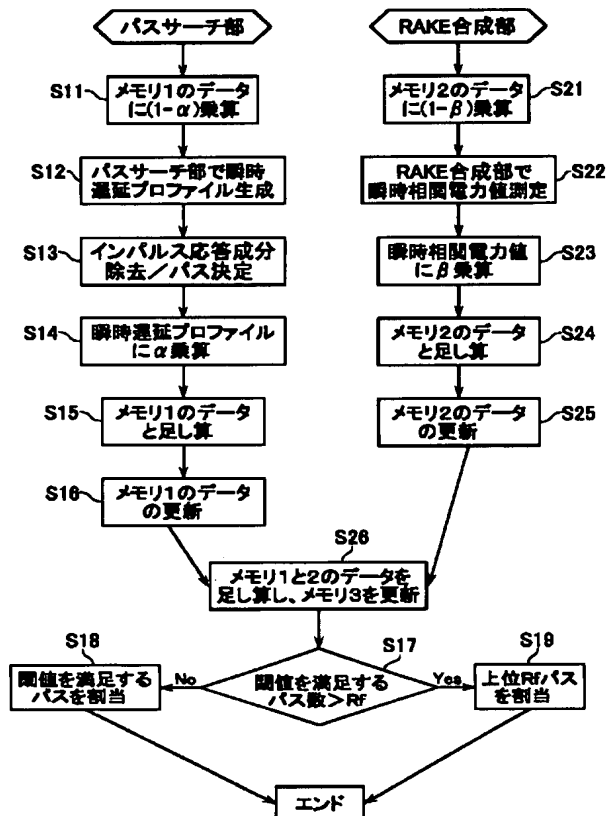
【図 5】



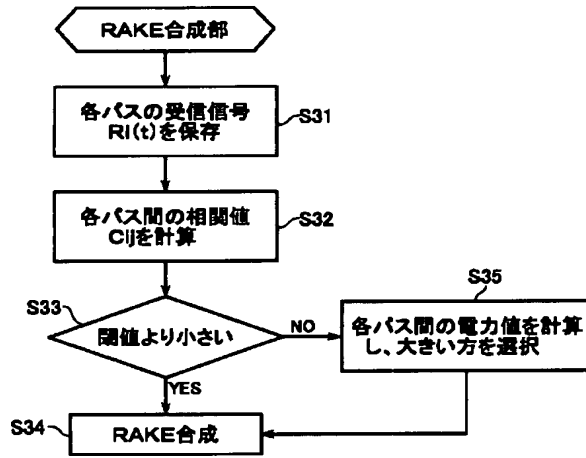
【図 7】



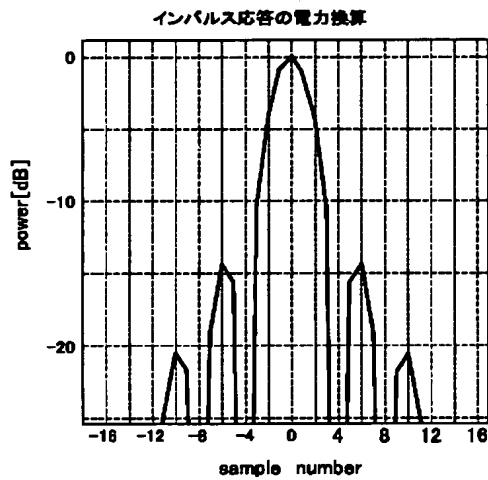
【図 9】



【図 11】



【図 13】



【図 12】

